

(19) Japan Patent Office (JP)  
(12) Japanese Unexamined Patent Application Publication (A)  
(11) Japanese Unexamined Patent Application Publication Number H2-41778  
(51) Int. Cl.<sup>5</sup> ID. No. Internal Filing No. (43) Publication Date: February 9, 1990  
B23K 9/073 560 8617-4E  
Application for Inspection: Not yet filed  
Number of Claims: 2 (5 pages total)

(54) Title of the Invention: INVERTER WELDING MACHINE

(21) Japanese Patent Application S63-190646

(22) Application Filed: August 1, 1988

(72) Inventor: Takayuki Kashima c/o Hitachi Seiko, Ltd.  
2100 Kamiimaizumi, Ebina-shi, Kanagawa-ken  
(71) Applicant: Hitachi Seiko, Ltd. 2-6-2 Temachi, Chiyoda-ku, Tokyo  
(74) Representative: Patent Attorney Masami Akimoto (1 additional representative)

## SPECIFICATION

### 1. TITLE OF THE INVENTION: INVERTER WELDING MACHINE

### 2. SCOPE OF THE PATENT CLAIMS

(1) An inverter welding machine that is made usable for 2 or more types of different power source voltages by, in an inverter welding machine that reduces the output of an inverter unit that converts direct current into high frequency alternating current to a welding voltage with a transformer, and converts it back into direct current with a rectifier on the output side and supplies it to the arc load, establishing on the part preceding said inverter unit an input switching unit that compares the direct current input voltage of the inverter unit with a preset value, and keeps the direct current input voltage of the inverter unit approximately constant by controlling the conduction ratio of the switching element according to the deviation from the preset value.

(2) An inverter welding machine according to Claim 1, wherein said input switching unit is equipped with current control means that controls the conduction ratio of said switching element so that the input current of the inverter unit does not exceed a preset value.

### 3. DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

#### *(Industrial Field of Application)*

The present invention relates to an inverter welding machine that reduces the size and weight of power supply units using an inverter that converts direct current into high frequency alternating current. Specifically, the present invention relates to an inverter welding machine that is suitable for common use with respect to 2 or more types of power source voltages, such as AC 200V and 400V.

#### *(Prior Art)*

Conventional inverter welding machines generally rectify AC 200V input from a commercial power supply, convert it into direct current, and feed it to an inverter unit. Models that can be commonly used for both AC 200V and 400V have also been produced as necessary, but such models are equipped with a step-down transformer having a 200V/400V switching tap on the input side. A conventional example of such an AC 200V/400V common device is shown in Figure 2.

In Figure 2, 1 represents alternating current input terminals, and either AC 200V or 400V is fed from a commercial power supply. 2 is an input side step-down transformer, and has a switching tap on the primary side and outputs AC200V, for example, to the secondary side. 3 is an input side rectifier, and converts the output of input side step-down transformer 2 into a 3-phase full-wave rectified direct current.

4 is a smoothing condenser. 5 is an inverter unit, and converts direct current input into high frequency alternating current (20 kHz, for example) and applies it to transformer 6. Transformer 6 reduces the inverter output to a welding voltage. 7 is an output side rectifier, and converts the secondary output of transformer 6 back into direct current. 8 is a direct current reactor, and direct current output is fed through it to arc load 9. In this case, the output voltage and current are controlled by inverter unit 5, so it is not possible to handle substantial changes in input voltage exceeding the normal voltage fluctuation range for alternating current power supplies ( $\pm 10$  to 15%). Moreover, as the input voltage increases, a high voltage resistance element becomes more necessary as the switching element of the inverter unit, causing increases in the price of the device. Due to these reasons, input side step-down transistor 2 is added to a normal 200V input device to form a 200V/400V common device.

*(Problems to be Solved by the Invention)*

However, with the conventional technology described above, the establishment of the step-down transformer on the input side causes the power supply unit to become large, resulting in the loss of the small size and light weight of the device, which are particular features of inverter welding machines. There is a wide spectrum of voltage classes for commercial alternating current power supplies based on country and region – 200V, 220V, and 230V, or 380V, 400V, 440V, and 460V, for example – and in order to accommodate all of these, it is necessary to either increase the number of input side step-down transformer taps or use a separate model with different circuit specifications. Moreover, in the case in which a switching circuit that accommodates these power supply voltages is established, the circuits become complicated, and in the event that mistakes are made regarding operations or connections, there is the danger of destroying the circuit elements with overvoltage. On the other hand, in the case in which the same circuit is shared for power supply voltages between AC 200 and 230V, for example, it is necessary to presume the case in which the highest possible input voltage is applied and configure protection circuits for the inverter unit, which results in increases in price.

The objective of the present invention is to provide an inverter welding machine that can be commonly used for 2 or more types of different power supply voltages, without establishing an input side step-down transformer – which causes problems in the conventional technology described above – and without requiring switching circuits or expensive protection circuits.

*(Means for Solving the Problems)*

The above objective is achieved by, in an inverter welding machine that reduces the output of an inverter unit that converts direct current into high frequency alternating current to a welding voltage with a transformer, and converts it back into direct current with a rectifier on the output side and supplies it to the arc load, establishing on the part preceding the inverter unit an input switching unit that compares the direct current input voltage of the inverter unit with a preset value, and keeps the direct current input voltage of the inverter unit approximately constant by controlling the conduction ratio of the switching element according to the deviation from the preset value.

In the above input switching unit, it would also be acceptable to add a current control means that controls the conduction ratio of the switching element so that the input current of the inverter unit, which is the next stage of the device, does not exceed a preset value.

*(Operation)*

With the inverter welding machine of the present invention, through the action of the constant voltage switching of the input switching unit, the output voltage – in other words, the direct current voltage of the inverter unit, which is the next stage of the device – is held at an approximately constant voltage adapted for the inverter unit, even if the input voltage of the switching unit changes due to the power supply voltage. It is therefore possible to accommodate 2 or more types of different power supply voltages such as AC 200V and 400V, without switching the circuits. Moreover, by giving the input switching unit the functionality to control current, it is possible to protect the circuit elements by controlling the current in the case in which overcurrent happens to flow into the inverter unit.

*(Embodiments)*

One embodiment of the present invention will be explained hereafter with reference to Figure 1.

The basic structure of this embodiment is a device in which the input side step-down transformer 2 of Figure 2 is omitted, and input switching unit 10 is established between inverter unit 5 and the part preceding inverter unit 5 – in other words, smoothing condenser 4. In this embodiment, this input switching unit 10 is formed from switching element 11, which is connected in series to the direct current input side of inverter 5, and a step-down chopper circuit comprising flywheel diode 12, smoothing reactor 13, and condenser 14, which are connected to the output side of this switching element. In the case of an AC 200V/400V common device, an IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) with which high-speed response is possible with high voltage resistance is suitable to be used for this switching element 11, but a normal bipolar transistor would also be acceptable.

Inverter unit 5 is formed by bridging power MOSFETs  $T_1$ – $T_4$ , and its high frequency alternating current output is applied to the primary side of transformer 6. The secondary output of transformer 6 is converted into direct current with output side rectifier 7, and it is then fed through direct current reactor 8 to the arc load, which is not shown in the figure. The output side voltage and current are controlled as follows. 25 is a current detector on the output side, and is formed from a component such as a shunt resistor. 26 is a voltage detector on the output side, and 27 is a current setter on the output side, which compares a signal corresponding to its current preset value  $I_2$  and a detector signal of current detector 25 with error amplifier 28 and obtains an amplified error signal. 29 is a voltage setter on the output side, which compares a signal corresponding to its voltage preset value  $V_2$  and a detector signal of voltage detector 26 with error amplifier 30 and obtains an amplified error signal. 31 and 32 are diodes for the purpose of prioritizing the lower voltage from among each of the output signals of error amplifier 28 and error amplifier 30 and inputting it into pulse width control circuit 33. Pulse width control circuit 33 compares this input voltage with a saw-tooth wave reference voltage, and outputs a pulse – which is wider for lower input voltages – with a constant period to inverter drive circuit 34. In other words, if the output voltage  $V_{Out2}$  is lower than the voltage preset value  $V_2$ , then the output voltage of error amplifier 30 becomes low. Pulse width control circuit 33 functions to accordingly output a wide pulse, widen the conduction width of inverter 5, and then increase the output voltage  $V_{Out2}$ . The output current  $I_{Out2}$  is controlled in the same way, but the constant current control that is performed by error amplifier 28 functions as a current limiter that limits the maximum current, and with currents that are equal to or less than the limit value, constant voltage control is performed by error amplifier 30.

The voltage and current of the inverter input side of input switching unit 10 are fundamentally controlled in the same way as described above. The input current  $I_{in1}$  is detected with current detector 15, and the resulting detector signal is compared to a signal corresponding to the current preset value  $I_1$  of input side current setter 17 with error amplifier 18. On the other hand, the output voltage  $V_{Out1}$  of input switching unit 10 is detected with voltage detector 16, and the resulting detector signal is compared to a signal corresponding to the voltage preset value  $V_1$  of input side voltage setter 19 with error amplifier 20. 21 and 22 are diodes for the purpose of prioritizing the lower voltage from among each of the output signals of error amplifier 18 and error amplifier 20 and inputting it into pulse width control circuit 23. Pulse width control circuit 23 compares this input voltage with a saw-tooth wave reference voltage, and outputs a pulse – which is wider for lower input voltages – with a constant period to driver circuit 24 of switching element 11.

Next, the operation of input switching unit 10 will be explained. In the case in which the power supply voltage is AC 200V, the input voltage  $V_{in1}$  of input switching unit 10 becomes DC 270V when it is 3-phase full-wave rectified. Likewise, in the case in which the power supply voltage is AC 400V, it becomes DC 540V. On the other hand, the relationship between the input and output voltages of input switching unit 10 is:

$$V_{Out1} \propto V_{in1} \propto \frac{t_{On}}{T}$$

Here,  $T$  is the switching period and  $t_{On}$  is the switch-on time of switching element 11. Accordingly, if  $T$  is held constant, it is possible to maintain the output voltage  $V_{Out1}$  at a constant voltage adapted for inverter unit 5 by changing  $t_{On}$ , regardless of whether DC 270V or DC 540V was inputted. For example, as in this embodiment, in the case in which a power MOSFET is used as the switching element of inverter unit 5, the range between approximately DC 200V and 270V is suitable as  $V_{Out1}$  from the perspective of the withstand voltage of the element, and by configuring it in this way, it is possible to simplify the protection element of the power MOSFET.

Therefore, in this embodiment, the output voltage  $V_{Out1}$  detected with voltage detector 16 is compared to the preset value  $V_1$  of voltage setter 19. Pulse width control circuit 23 is activated by the output voltage of error amplifier 20 such that the difference between these two becomes zero, and the conduction ratio of switching element 11 is controlled. The output voltage  $V_{Out1}$  is thus held approximately constant, even in cases in which the input voltage  $V_{in1}$  substantially changes as described previously. Moreover, in this embodiment, input switching unit 10 is given current control functionality through error amplifier 18, so in the case in which overcurrent happens to flow into inverter 5, it functions as a limiter that limits the maximum current, and it is thus possible to protect the element of the inverter unit.

The present invention is not limited to the embodiment described above, and the following such variations and applications are possible.

(1) The circuit structure of the input switching unit is not limited to the step-down chopper system shown in the above embodiment, and it may also be a step-up chopper system that keeps voltages constant at the highest voltage from among various different input voltages.

(2) In the above embodiment, a PWM system that keeps a constant pulse period was described as a system for controlling the conduction ratio of the input switching unit, but it would also be acceptable to use a PFM system that changes the pulse period  $T$  with a constant switch-on time  $t_{on}$ , for example.

(3) As an example of an application of the input switching unit, it is possible to align the power supply voltage and phase and control the peak value of the charging current of the smoothing condenser (4 and 14 in Figure 1) by synchronizing the control of the input current with the power supply period (specifically, the current preset value is modified by synchronizing it with the power supply period), and the power efficiency of the alternating current input is also improved.

(4) Direct current is used for the welding output in the embodiment, but it is also possible to apply the device to an alternating current welding machine that outputs current after converting direct current back into alternating current.

(5) The welding output control may be one of either constant voltage control or constant current control as circumstances demand. Moreover, in cases in which high precision is not required for output control, it is also possible to use a simple system using only control with the input switching unit, without inverter unit output control.

#### *(Effect of the Invention)*

According to the present invention, the direct current input voltage to the inverter unit, which is the part of the device that follows the switching unit, is always held approximately constant, even if the input voltage of the input switching unit substantially changes. It is therefore possible to commonly use the same circuit for various different power supply voltages without requiring circuit switching, and there is no risk of losing the particular features of inverter welding machines – small size and light weight – as in cases in which a step-down transformer is established on the input side. Moreover, the input voltage of the inverter unit is made constant with the input switching unit, so it is possible to simplify the protection circuit of the inverter unit, and there is no risk of destroying the circuit elements with mistaken operations or mistaken connections of switching circuits. Furthermore, by giving current control functionality to the input switching unit, it functions as a current limiter in the case in which overcurrent flows into the inverter unit, and it is thus possible to improve reliability.

#### 4. BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Figure 1 is a circuit diagram of one embodiment of the present invention, and Figure 2 is a circuit diagram of a conventional example.

- |  |                                       |
|--|---------------------------------------|
| 1... alternating current input terminals | 2... input side step-down transformer |
| 3... input side rectifier                | 4... smoothing condenser              |
| 5... inverter unit                       | 6... transformer                      |
| 7... output side rectifier               | 8... direct current reactor           |
| 9... arc load                            | 10... input switching unit            |
| 11... switching element                  | 12... flywheel diode                  |
| 13... smoothing reactor                  | 14... smoothing condenser             |
| 15... input side current detector        | 16... input side voltage detector     |
| 17... input side current setter          | 18... error amplifier                 |
| 19... input side voltage setter          | 20... error amplifier                 |
| 21, 22... diodes                         | 23... pulse width control circuit     |
| 24... switching element driver circuit   | 25... output side current detector    |
| 26... output side voltage detector       | 27... output side current setter      |
| 28... error amplifier                    | 29... output side voltage setter      |
| 30... error amplifier                    | 31, 32... diodes                      |
| 33... pulse width control circuit        | 34... inverter drive circuit          |

Patent Applicant  
Representative

Hitachi Seiko, Ltd.  
Patent Attorney Masami Akimoto  
(1 additional representative)

[see source for figures]

Figure 1

1... alternating current input terminals  
3... input side rectifier  
4... smoothing condenser  
5... inverter unit  
6... transformer

7... output side rectifier  
8... direct current reactor  
10... input switching unit  
11... switching element  
12... flywheel diode

13... smoothing reactor  
14... smoothing condenser  
15... input side current detector  
16... input side voltage detector  
17... input side current setter  
19... input side voltage setter

Figure 2

1... alternating current input terminals  
2... input side step-down transformer  
3... input side rectifier

4... smoothing condenser  
5... inverter unit  
6... transformer

7... output side rectifier  
8... direct current reactor  
9... arc load

## ⑫ 公開特許公報(A) 平2-41778

⑮ Int.Cl.<sup>5</sup>

B 23 K 9/073

識別記号

5 6 0

庁内整理番号

8617-4E

⑬ 公開 平成2年(1990)2月9日

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全5頁)

⑭ 発明の名称 インバータ溶接機

⑰ 特 願 昭63-190646

⑱ 出 願 昭63(1988)8月1日

⑲ 発 明 者 鹿 島 孝 之 神奈川県海老名市上今泉2100番地 日立精工株式会社内

⑳ 出 願 人 日立精工株式会社 東京都千代田区大手町2丁目6番2号

㉑ 代 理 人 弁理士 秋本 正実 外1名

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

インバータ溶接機

## 2. 特許請求の範囲

1. 直流を高周波交流に変換するインバータ部の出力を変圧器により溶接用電圧に降圧し、出力側整流器で再度直流に変換してアーク負荷に供給するインバータ溶接機において、前記インバータ部の前段に、インバータ部の直流入力電圧を設定値と比較し、その偏差に応じてスイッチング素子の導通比率を制御することによりインバータ部の直流入力電圧をほぼ一定に保つ入力スイッチング部を設け、2種以上の異なる電源電圧に対し共用できるようにしたことを特徴とするインバータ溶接機。

2. 前記入力スイッチング部に、インバータ部の入力電流が設定値を越えないように前記スイッチング素子の導通比率を制御する電流制御手段を付加したことを特徴とする請求項1記載のインバータ溶接機。

## 3. 発明の詳細な説明

## 〔産業上の利用分野〕

本発明は、直流を高周波交流に変換するインバータを用いて電源部の小形軽量化を図ったインバータ溶接機に係り、特にAC200Vと400V等の2種以上の電源電圧に対して共用するのに適したインバータ溶接機に関する。

## 〔従来技術〕

従来のインバータ溶接機は、商用電源からのAC200V入力を整流して直流としインバータ部に供給しているのが普通である。必要により、AC200Vと400Vに共用の機種も製作されているが、この場合は、入力側に200V、400Vの切換タップを持つ降圧トランスを設けていた。このようなAC200V、400V共用機の従来例を第2図に示す。

第2図において、1は交流入力端子で、商用電源からAC200Vと400Vのいずれかが供給される。2は入力側降圧トランスで、一次側に切換タップをもち、二次側に、例えばAC200Vを出力する。3は入力側整流器で、前記入力側降圧トランス2

の出力を三相全波整流の直流とする。4は平滑用コンデンサである。5はインバータ部で、直流入力を高周波交流（例えば20kHz）に変換し、変圧器6に印加する。変圧器6は、このインバータ出力を溶接用電圧に降圧する。7は出力側整流器で、変圧器6の二次出力を再度直流に変換する。8は直流リアクタで、これを通して直流出力をアーク負荷9に供給する。この場合、インバータ部5で出力電圧、電流の制御を行っているため、交流電源の通常の電圧変動の範囲（±10～15%）を越える入力電圧の大幅な変化には対応できない。また、入力電圧が高くなるほど、インバータ部のスイッチング素子として高耐圧の素子が必要となり、高価なものになる。これらの理由から、通常の200V入力機に入力側降圧トランス2を付加し、200V、400V共用機としたものである。

〔発明が解決しようとする課題〕

しかし、上記従来技術では、入力側に降圧トランスを設けたことで電源部が大形となり、インバータ溶接機のもつ小形軽量化の特長がそこなわれ

る。商用交流電源の電圧階級は、200V、220V、230Vあるいは380V、400V、440V、460Vなど、国や地域によって多種多様であり、これらに対応するためには、入力側降圧トランスのタップをふやすか、あるいは回路仕様の異なる個別機種にせざるを得ない。また、これらの電源電圧に対応する切換回路を設けた場合には、その回路が複雑になり、万一誤操作や誤接続をすれば、過電圧により回路素子を破壊する恐れがある。一方、例えばAC200～230Vの電源電圧に対し同一回路を共用する場合には、最も高い入力電圧が印加された場合を想定してインバータ部の保護回路などを構成しなければならないため、高価なものになる。

本発明の目的は、上記従来技術の問題点である入力側降圧トランスを設けることなく、また、切換回路や高価な保護回路を要せずに、2種以上の異なる電源電圧に対して共用可能なインバータ溶接機を提供することにある。

〔課題を解決するための手段〕

上記目的は、直流を高周波交流に変換するイン

- 3 -

バータ部の出力を変圧器により溶接用電圧に降圧し、出力側整流器で再度直流に変換してアーク負荷に供給するインバータ溶接機において、前記インバータ部の前段に、インバータ部の直流入力電圧を設定値と比較し、その偏差に応じてスイッチング素子の導通比率を制御することによりインバータ部の直流入力電圧をほぼ一定に保つ入力スイッチング部を設けることで達成される。

上記入力スイッチング部には、次段のインバータ部の入力電流が設定値を越えないように前記スイッチング素子の導通比率を制御する電流制御手段を付加してもよい。

〔作用〕

本発明のインバータ溶接機は、入力スイッチング部の定電圧スイッチング作用により、該スイッチング部の入力電圧が電源電圧により変化しても、その出力電圧、すなわち次段のインバータ部の直流入力電圧は、インバータ部に適応したほぼ一定の電圧に保たれるので、回路の切換なしに、AC200Vと400V等の2種以上の異なる電源電圧に対

応することができる。また、入力スイッチング部に電流制御機能を持たせることにより、万一、インバータ部に過電流が流れた場合にも電流を制限し、回路素子を保護することができる。

〔実施例〕

以下、本発明の一実施例を第1図により説明する。

本実施例の基本構成は、第2図の入力側降圧トランス2を省き、インバータ部5の前段、すなわち直流入力側の平滑用コンデンサ4との間に入力スイッチング部10を設けたものである。本実施例では、この入力スイッチング部10を、インバータ部5の直流入力側に直列に接続したスイッチング素子11と、該スイッチング素子の出力側に接続したフライホイールダイオード12、平滑用リアクタ13、コンデンサ14からなる降圧チョップ回路で構成している。スイッチング素子11としては、AC200V、400V共用機の場合、高耐圧で高応答が可能なIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）が適しているが、通常のバイポーラトランジスタ

- 4 -

でもよい。インバータ部5は、パワーMOSFET  $T_1 \sim T_4$  をブリッジ接続して形成されており、その高周波交流出力は変圧器6の一次側に印加される。変圧器6の二次出力は出力側整流器7で直流に変換され、直流リアクタ8を通して図示しないアーク負荷に供給される。出力側電圧、電流の制御は以下のように行われる。25は出力側の電流検出器で、シャント抵抗などで形成されている。26は出力側の電圧検出器、27は出力側の電流設定器で、その電流設定値  $I_2$  に対応する信号と電流検出器25の検出信号とを誤差増幅器28で比較し、増幅された誤差信号を得る。29は出力側の電圧設定器で、その電圧設定値  $V_2$  に対応する信号と電圧検出器26の検出信号とを誤差増幅器30で比較し、増幅された誤差信号を得る。31、32は誤差増幅器28と誤差増幅器30の各出力信号のうち、いずれか低い方の電圧を優先してパルス幅制御回路33に入力させるためのダイオードである。パルス幅制御回路33は、上記入力電圧を锯齿状波形の基準電圧と比較し、一定周期で、入力電圧が低いほど幅広

のパルスインバータ駆動回路34に出力する。すなわち、電圧設定値  $V_2$  に比べ出力電圧  $V_{out2}$  が低ければ、誤差増幅器30の出力電圧は低くなり、それに応じてパルス幅制御回路33は幅広のパルスを出力し、インバータ部5の遅延幅を広げて出力電圧  $V_{out2}$  を上げるように働く。出力電流  $I_{out2}$  についても同様の制御が行われるが、誤差増幅器28による定電流制御は最大電流を制限する電流リミッタとして働き、制限値以下の電流では、誤差増幅器30による定電圧制御が行われるようになっている。

入力スイッチング部10でのインバータ入力側の電圧、電流の制御も、基本的には上記と同様である。入力電流  $I_{in1}$  は電流検出器15で検出し、その検出信号を入力側電流設定器17の電流設定値  $I_1$  に対応する信号と誤差増幅器18で比較する。一方、入力スイッチング部10の出力電圧  $V_{out1}$  を電圧検出器16で検出し、その検出信号を入力側電圧設定器19の電圧設定値  $V_1$  に対応する信号と誤差増幅器20で比較する。21、22は誤差増幅器18と

- 7 -

誤差増幅器20の各出力信号のうち、いずれか低い方の電圧を優先してパルス幅制御回路23に入力させるためのダイオードであり、パルス幅制御回路23は、上記入力電圧を锯齿状波形の基準電圧と比較し、一定周期で、入力電圧が低いほど幅広のパルスをスイッチング素子11の駆動回路24に出力する。

つぎに、入力スイッチング部10の動作を説明する。入力スイッチング部10の入力電圧  $V_{in1}$  は、電源電圧がAC200Vの場合、三相全波整流すると、DC270Vとなり、同じく電源電圧がAC400Vの場合、DC540Vとなる。一方、入力スイッチング部10の入出力の電圧の関係は、

$$V_{out1} = V_{in1} \times \frac{t_{on}}{T}$$

ここで、 $T$  はスイッチング周期、 $t_{on}$  はスイッチング素子11のスイッチオンの時間である。したがって、 $T$  を一定とすれば、 $t_{on}$  を変えることに

- 8 -

より、DC270VとDC540Vのどちらが入力された場合にも、出力電圧  $V_{out1}$  をインバータ部5に適合した一定の電圧に保つことができる。例えば、本実施例のようにインバータ部5のスイッチング素子としてパワーMOSFETを用いている場合には、素子の耐電圧から  $V_{out1}$  としてはDC200~270V程度が適当であり、このようにすれば、パワーMOSFETの保護素子を簡略化できる。

このため本実施例では、電圧検出器16で検出した出力電圧  $V_{out1}$  を電圧設定器19の設定値  $V_1$  と比較し、その差がゼロとなるように誤差増幅器20の出力電圧でパルス幅制御回路23を働かせ、スイッチング素子11の遅延比率を制御して、前述のように入力電圧  $V_{in1}$  が大幅に変化した場合にも、出力電圧  $V_{out1}$  をほぼ一定に保つようになっている。また、本実施例では、入力スイッチング部10に誤差増幅器18による電流制御機能をもたせてあるので、万一、インバータ部5に過電流が流れた場合、最大電流を制限するリミッタとして働き、インバータ部の素子を保護することができる。

- 9 -

- 10 -



本発明は以上述べた実施例に限定されるものでなく、以下に述べるような変形、応用が可能である。

- (1) 入力スイッチング部の回路構成は、上記実施例に示した降圧チョップ方式に限らず、種々異なる入力電圧のうち、高い方の電圧に一定化する昇圧チョップ方式としてもよい。
- (2) 入力スイッチング部の導通比率を制御する方式として、上記実施例ではパルス周期を一定とするPWM方式について説明したが、スイッチオン時間 $t_{on}$ が一定でパルス周期 $T$ を変えるPFM方式などを用いてもよい。
- (3) 入力スイッチング部の応用例として、入力電流の制御を電源周期に同期させて行う（具体的には電流設定値を電源周期に同期して変化させる）ことにより、電源電圧と位相を合せて平滑コンデンサ（第1図4、14）の充電電流のピーク値を制御することができ、交流入力の方率の改善が図れる。
- (4) 実施例では溶接出力を直流としているが、直

流を再度交流に変換して出力する交流溶接機にも適用できる。

- (5) 溶接出力制御は、必要に応じて定電圧制御あるいは定電流制御のいずれか一方のみでもよい。また、出力制御にあまり精度を必要としない場合は、インバータ部の出力制御がなく、入力スイッチング部での制御のみによる簡易方式とすることもできる。

#### 〔発明の効果〕

本発明によれば、入力スイッチング部の入力電圧が大幅に変化しても次段のインバータ部への直流入力電圧は常にほぼ一定に保たれるため、同一回路を、種々異なる電源電圧に対し、回路の切換を要せずに共用することができ、入力側に降圧トランスを設けた場合のようにインバータ溶接機のもつ小形軽量化の特長をそこなうことがない。また、入力スイッチング部でインバータ部の入力電圧を定電圧化しているため、インバータ部の保護回路を簡略化でき、切換回路の誤操作、誤接続により回路素子を破壊する恐れもない。また、入力

- 11 -

スイッチング部に電流制御機能を付加することにより、インバータ部に過電流が流れた場合、電流リミッタとしても働き、信頼性を向上させることができる。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例の回路図、第2図は従来例の回路図である。

1…交流入力端子、2…入力側降圧トランス、3…入力側整流器、4…平滑用コンデンサ、5…インバータ部、6…変圧器、7…出力側整流器、8…直流リアクタ、9…アーク負荷、10…入力スイッチング部、11…スイッチング素子、12…フライホイールダイオード、13…平滑用リアクタ、14…平滑用コンデンサ、15…入力側電流検出器、16…入力側電圧検出器、17…入力側電流設定器、18…誤差増幅器、19…入力側電圧設定器、20…誤差増幅器、21、22…ダイオード、23…パルス幅制御回路、24…スイッチング素子駆動回路、25…出力側電流検出器、26…出力側電圧検出器、27…出力側電流設定器、28…誤差増幅器、29…出力側電圧設

- 13 -

- 12 -

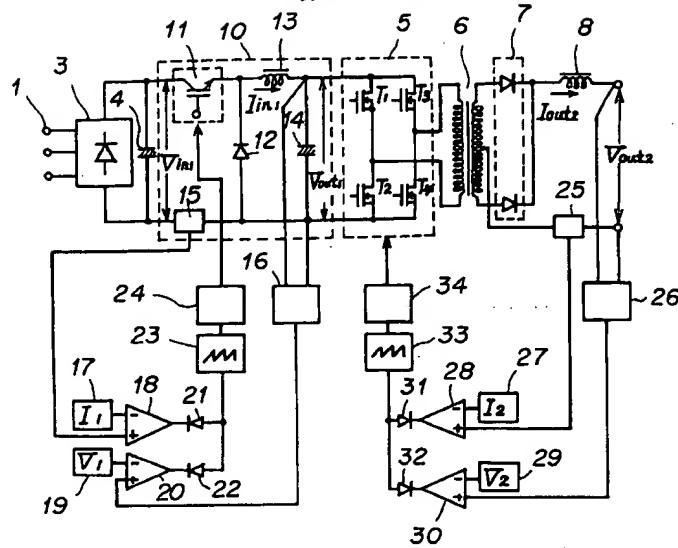
定器、30…誤差増幅器、31、32…ダイオード、33…パルス幅制御回路、34…インバータ駆動回路。

特許出願人 日立精工株式会社

代理人 井理士 秋本 正実

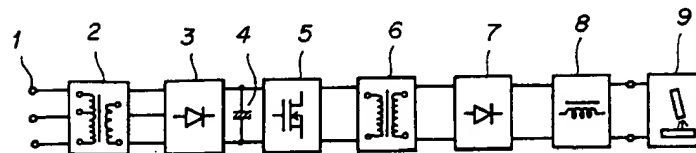
(外1名)

第 1 図



- |            |                 |             |
|------------|-----------------|-------------|
| 1 交流入力端子   | 7 出力側整流器        | 13 平滑用リアクタ  |
| 3 入力側整流器   | 8 直流リアクタ        | 14 平滑用コンデンサ |
| 4 平滑用コンデンサ | 10 入力スイッチング部    | 15 入力側電流検出器 |
| 5 インバータ部   | 11 スwitchング素子   | 16 入力側電圧検出器 |
| 6 変圧器      | 12 フライホイールダイオード | 17 入力側電流設定器 |
|            |                 | 19 入力側電圧設定器 |

第 2 図



- |             |            |          |
|-------------|------------|----------|
| 1 交流入力端子    | 4 平滑用コンデンサ | 7 出力側整流器 |
| 2 入力側降圧トランス | 5 インバータ部   | 8 直流リヤクタ |
| 3 入力側整流器    | 6 変圧器      | 9 アーク負荷  |